



별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto  
is a true copy from the records of the Korean Intellectual  
Property Office.

출원 번호 : 10-2003-0016287  
Application Number

출원 년 월 일 : 2003년 03월 15일  
Date of Application MAR 15, 2003

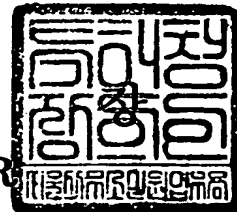
출원인 : 삼성전자주식회사  
Applicant(s) SAMSUNG ELECTRONICS CO., LTD.



2003 년 04 월 04 일

특 허 청

COMMISSIONER



## 【서지사항】

【서류명】	특허출원서
【권리구분】	특허
【수신처】	특허청장
【참조번호】	0003
【제출일자】	2003.03.15
【국제특허분류】	H04L
【발명의 명칭】	O F D M 시스템에서의 초기 주파수 동기 방법 및 장치
【발명의 영문명칭】	Coarse frequency synchronization method and apparatus in OFDM system
【출원인】	
【명칭】	삼성전자 주식회사
【출원인코드】	1-1998-104271-3
【대리인】	
【성명】	이영필
【대리인코드】	9-1998-000334-6
【포괄위임등록번호】	2003-003435-0
【대리인】	
【성명】	이해영
【대리인코드】	9-1999-000227-4
【포괄위임등록번호】	2003-003436-7
【발명자】	
【성명의 국문표기】	김광철
【성명의 영문표기】	KIM,Kwang Chul
【주민등록번호】	680121-1621713
【우편번호】	138-909
【주소】	서울특별시 송파구 잠실1동 주공아파트 72동 507호
【국적】	KR
【심사청구】	청구
【취지】	특허법 제42조의 규정에 의한 출원, 특허법 제60조의 규정에 의한 출원심사를 청구합니다. 대리인 이영필 (인) 대리인 이해영 (인)

## 【수수료】

【기본출원료】	20	면	29,000	원
---------	----	---	--------	---

【가산출원료】	25	면	25,000	원
---------	----	---	--------	---

【우선권 주장료】	0	건	0	원
-----------	---	---	---	---

【심사청구료】	15	항	589,000	원
---------	----	---	---------	---

【합계】	643,000	원		
------	---------	---	--	--

## 【첨부서류】

1. 요약서·명세서(도면)\_1통

**【요약서】****【요약】**

본 발명은 OFDM 시스템에서 초기 주파수 동기를 수행하는 초기 주파수 동기 장치 및 방법을 개시한다. 본 발명의 직교주파수분할다중화(OFDM) 수신기의 주파수 동기부내에 구비되어 초기 주파수 동기를 수행하는 초기 주파수 동기 장치는, 복조된 심볼  $X(k)$ 을 수신하고 소정의 시프트량( $d$ )으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 출력하는 버퍼; 위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간 및 적분 구간에 따른 분할 대역의 개수( $K$ )를 결정하며, 분할대역의 개수에 따라서 심볼 시간 옵셋을 생성하고 조절하는 제어부; 심볼 시간 옵셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 를 생성하는 기준심볼 선택공부; 시프트량( $d$ )을 카운트하는 카운터; 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 과 기준심볼  $Z(k)$ 을 수신하여  $K$ 개의 분할 대역들에 대한 부분상관값을 계산하는 부분 상관부; 및 부분상관값이 최대가 되는 시프트량( $d$ )을 구하여 추정된 초기 주파수 동기 오차(the estimated coarse frequency offset value)로서 출력하는 최대값 검출부를 포함한다.

**【대표도】**

도 3a

**【명세서】****【발명의 명칭】**

OFDM 시스템에서의 초기 주파수 동기 방법 및 장치{Coarse frequency synchronization method and apparatus in OFDM system}

**【도면의 간단한 설명】**

도 1은 종래의 직교주파수분할다중화 수신기에 대한 구조의 일 예를 도시한 블록도이다.

도 2는 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 장치 및 방법을 설명하기 위하여 프레임 동기 오차가 있는 자기신호의 지연신호와 자기신호와의 프레임동기 오차에 대한 위상상관 대역폭의 관계를 나타낸 그래프이다.

도 3a는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 초기 주파수 동기 장치를 구비한 직교주파수분할다중화 수신기의 구조를 도시한 블록도이고, 도 3b는 도 3a에 도시된 기준심볼 선회곡부의 구성을 도시하는 상세 블록도이다.

도 4는 본 발명의 실시예에 따른 초기 주파수 동기 방법을 설명하는 흐름도이다.

도 5는 본 발명에 따라서 수신된 기준 심볼과 선회곡된 기준 심볼간의 상관관계를 구하는 과정을 도식적으로 설명하는 도면이다.

도 6은 시간 동기 오차에 따른 심볼 왜곡의 영향을 설명하는 도면이다.

도 7a 및 도 7b는 심볼 시간 오차에 따른 기준 심볼과 수신 심볼간의 상관성을 도시하는 도면이다.

도 8a 및 도 8b는 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 오차 검출 방법에 따른 시뮬레이션 결과를 나타낸 그래프이다.

도 9a 및 도 9b는 종래의 초기 주파수 동기 오차 검출 방법에 따른 시뮬레이션 결과를 나타낸 그래프이다.

도 10a 내지 도 10d는 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 방법의 오차 검출 정확도를 설명하기 위하여 프레임동기 오차범위에 따른 이론적 구간 및 시뮬레이션 결과를 나타낸 그래프이다.

#### 【발명의 상세한 설명】

#### 【발명의 목적】

#### 【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】

<11> 본 발명은 직교주파수분할다중화(OFDM) 기반의 초기주파수 동기화 방법 및 장치에 관한 것으로, 더 상세하게는 직교주파수분할다중화(OFDM) 수신기에서의 초기 주파수 동기 장치 및 그 방법에 관한 것이다.

<12> 도 1 에는 종래의 직교주파수분할다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing:OFDM) 수신기의 구조를 블록도로써 도시하였다. 도 1을 참조하면, 종래의 OFDM 수신기는 OFDM 복조부(10)와 주파수 동기부(12)를 구비한다. OFDM 복조부(10)는 RF 수신부(101), A/D 변환부(102), I/Q 분리부(103), 주파수 보정부(104), FFT부(105), 및 비터비(Viterbi) 디코더부(106)를 구비한다. 주파수 동기부(12)는 버퍼(121), 복소(complex) 데이터 곱셈부(122), IFFT부(123), 최대값 검출부(124), 카운터(125), 및 기준심볼 발생부(126)를 구비한다.

<13> 도 1 에 도시된 종래의 수신기의 동작을 설명하면, 먼저, RF 수신부(101)는 RF 신호를 수신한다. A/D 변환부(102)는 수신된 RF 신호를 양자화한다. I/Q 분리부(103)는 양자화된 신호로부터 I/Q 성분 신호들을 분리하고, 주파수 보정부(104)는 주파수 오차를 보정한다. FFT부(105)는 주파수 보정된 신호를 입력하여 푸리에 변환함으로써 복조를 수행하고, 비터비(Viterbi) 디코더부(106)는 복조된 신호를 디코딩한다.

<14> 한편, 복조된 신호는 주파수 동기부(12)의 버퍼(121)에 저장되었다가 수신신호  $x$  로써 출력된다. 기준심볼 발생부(126)에서 출력되는 위상기준심볼은  $Z$  라 한다. 수신신호가  $\omega$  만큼의 프레임동기 오차를 가질 경우  $X$  와  $Z$  의  $k$ 번째 신호를 각각  $X_k$  와  $Z_k$  라 하면  $X_k = Z_k e^{-j2\pi k\omega/N}$  가 된다. 복소(complex) 데이터 곱셈부(122)는  $X_k$  와  $Z_k$  의 공액값을 각각 곱한다. 곱해진 신호는 IFFT부(123)에 의하여 다음의 수학적식 1 과 같이 역푸리에 변환되어 출력된다.

<15>

$$\begin{aligned}
 h_n &= IFFT( X Z^* ) \\
 &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} X_k Z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\
 &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} Z_k e^{-j2\pi k\omega/N} Z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\
 &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} |Z_k|^2 e^{j2\pi k(n-\omega)/N} \\
 \text{【수학적식 1】-} &= \delta(n-\omega)
 \end{aligned}$$

<16> 이 때, 송신신호  $Z_k$ 에 대하여 주파수 오차의 정수배  $\omega_i$ 가 포함된 수신신호는  $X_k = Z_{k-\omega_i} e^{-j2\pi k\omega_i/N}$  가 된다. 따라서 수학적식 1은 다음의 수학적식 2 와 같이 정리된다.

<17>

$$\begin{aligned}
 h_n &= IFFT( X Z^* ) \\
 &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} X_k Z_k^* e^{j2\pi kn/N} \\
 \text{【수학적식 2】} &= 1/N \sum_{k=0}^{N-1} Z_{k-\omega_i} e^{-j2\pi k\omega_i/N} Z_k^* e^{j2\pi kn/N}
 \end{aligned}$$

<18> 수학식 2의 결과는 시간영역에서 두 신호의 컨볼루션을 구하는 과정과 동일하며 그 결과값  $h_n$ 은 채널임펄스응답(이하 CIR이라 칭한다)이다. 이와 같이, 주파수 영역 기준 신호를 알고 있는 OFDM 시스템에서는 전송되는 기준심볼을 이용하여 채널임펄스응답(Channel Impulse Response: CIR)을 구할 수 있다. 여기서, 만일 송신단에서 주어진 신호  $Z_k$ 가 K에 대하여 상관관계가 없도록, 즉, PN 신호열(Pseudo Noise Sequence)로 주어진다면 수학식 2의 결과는 주파수 오차  $\Delta f_i$ 가 0인 경우에만 최대의 피크값이 존재할 것이고 그렇지 않은 경우에는 값이 아주 낮은 잡음성 값의 나열이 발생하게 될 것임을 알 수 있다.

<19> 이와 같은 관계를 이용하여 수신신호를  $\Delta f_i$ 에 대하여 순환 회전시키고 최대값 검출기(124)에서 수학식 2를 적용하여 최대의 피크값을 검출하며, 카운터(125)에서 그러한 최대의 피크값이 발생하는 회전량  $\Delta f_i$ 을 찾는다. 회전량  $\Delta f_i$ 은 검출하고자 하는 주파수 오차의 정수배에 해당하는 오차값  $F_o$ 이 된다. 이 관계를 정리하면 다음의 수학식 3과 같다.

<20> **【수학식 3】** 
$$F_o = \max_{\Delta f_i} \{ \max \text{amp} [ IFFT( X_R Z ) ] \}$$

<21> 여기에서 Z는 위상기준 심볼이며  $X_R$ 은 주파수영역에서 수신심볼 X의 개별값  $X_k$ 을  $\Delta f_i$ 만큼 순환회전시킨  $X_{((k+\Delta f_i))_N}$ 로 구성되는 수신심볼이다.

<22> 상술한 바와 같은 종래의 OFDM 수신기에서 초기주파수 동기 방법은 이론 및 실제적으로 채널의 환경이나 프레임동기 오차와 관계없이 모든 경우에 거의 정확한 주파수 오차를 추정할 수 있다. 하지만, 상술한 방법은 계산량이 너무 많은 단점이 있다. 따라서 주어진 짧은 시간동안에 정확한 주파수 오차를 추정하기 위하여 매우 복잡한 역푸리



에 변환(IFFT) 모듈을 채택해야 하고, 응답시간이 길어 시간 지연이 과도하게 발생한다는 문제점이 있다.

**【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】**

<23> 본 발명이 이루고자 하는 기술적 과제는 적은 계산에 의하여 안정적인 주파수 동기를 수행할 수 있는 직교주파수분할다중화(OFDM) 수신기 초기 주파수 동기 장치를 제공하는 것이다.

<24> 본 발명이 이루고자 하는 다른 기술적 과제는 초기 주파수 동기 장치에서 구현되는 초기 주파수 동기 방법을 제공하는 것이다.

<25> 본 발명이 이루고자 하는 또 다른 기술적 과제는 적은 계산에 의하여 안정적인 주파수 동기를 수행할 수 있는 직교주파수분할다중화(OFDM) 수신기를 제공하는 것이다.

**【발명의 구성 및 작용】**

<26> 상술한 기술적 과제를 이루기 위한, 본 발명의 직교주파수분할다중화(OFDM) 수신기의 주파수 동기부내에 구비되어 초기 주파수 동기를 수행하는 초기 주파수 동기 장치는, 복조된 심볼  $X(k)$ 을 수신하고 소정의 시프트량( $d$ )으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 출력하는 버퍼; 위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간 및 적분 구간에 따른 분할 대역의 개수( $K$ )를 결정하며, 분할대역의 개수에 따라서 심볼 시간 오프셋을 생성하고 조절하는 제어부; 심볼 시간 오프셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 을 생성하는 기준심볼 선택부; 시프트량( $d$ )을 카운트하는 카운터; 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 과 기준심볼  $Z(k)$ 을 수신하여  $K$ 개의 분할 대역들에 대한 부분상관값을 계산하는 부분 상관부; 및 부분상

관값이 최대가 되는 시프트량(d)을 구하여 추정된 초기 주파수 동기 오차(the estimated coarse frequency offset value)로서 출력하는 최대값 검출부를 포함한다.

<27> 한편, 상술한 기술적 과제를 이루기 위한, 직교주파수분할다중화(OFDM) 복조와 주파수 동기를 수행하는 직교주파수 분할 다중화 수신 처리시 초기 주파수 동기를 수행하는 방법은, (a) 복조된 심볼  $X(k)$ 을 수신하고 소정의 시프트량(d)으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 출력하는 단계; (b) 위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간 및 적분 구간에 따른 분할 대역의 개수(K)를 결정하며, 분할대역의 개수에 따라서 소정의 심볼 시간 옵셋을 생성하는 단계; (c) 심볼 시간 옵셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 를 생성하는 단계; (d) 시프트량(d)을 카운트하는 카운터; (e) K개의 분할 대역들에 대해서, 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 과 기준심볼  $Z(k)$ 의 부분상관값을 계산하는 단계; 및 (f) 부분상관값이 최대가 되는 시프트량(d)을 구하여 추정된 초기 주파수 동기 오차(the estimated coarse frequency offset value)로서 출력하는 단계를 포함한다.

<28> 한편, 본 발명에 따른 직교주파수분할다중화(OFDM) 수신기는, 복조된 심볼  $X(k)$ 을 수신하고 소정의 시프트량(d)으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 출력하는 버퍼; 위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간 및 적분 구간에 따른 분할 대역의 개수(K)를 결정하며, 분할대역의 개수에 따라서 심볼 시간 옵셋량을 생성하고 조절하는 제어부; 심볼 시간 옵셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 를 생성하는 기준심볼 선회곡부; 시프트량(d)을 카운트하는 카운터; 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 과 기준심볼  $Z(k)$ 을 수신하여 K개의 분할 대역들에 대한 부분상관값을 계산하는 부분 상관부; 및 부분상관값이 최대가 되는 시프트량(d)을 구하여 추정된 초기 주파수 동기 오차(the estimated coarse

frequency offset value)로서 출력하는 최대값 검출부를 포함하는 초기 주파수 동기 장치  
치를 구비한다.

<29> 이하, 첨부된 도면들을 참조하여 본 발명에 따른 직교주파수분할다중화 수신기 초기  
주파수 동기 장치 및 방법의 바람직한 실시예들을 상세히 설명하기로 한다.

<30> 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 장치 및 방법에 대한 이해를 돕기 위하여 본 발  
명에 적용되는 상관값과 위상상관 대역폭에 대하여 상세히 기술하기로 한다.

<31> 먼저, 수신신호의 반송파 주파수 오차의 영향을 보기 위하여 수신신호의  $k$ 번 째 부  
반송파 수신 주파수를  $f_k + f_{off}$ 로 가정한다. 여기에서  $f_k$ 는 부반송파의 주파수이며  $f_{off}$ 는  
주파수 오차이다. 한편 주파수 오차의 단위는 부반송파 주파수간격의 배수를 사용하며  
일반적으로 부반송파 간격의 정수배수 및 소수배수의 오차를 별도로 처리한다. 따라서  
 $f_k + f_{off}$ 의 각 항을 다음과 같이 정의한다.

<32>

$$f_k = \frac{k}{T_s}$$

【수학식 4】  $f_{off} = \Delta f \cdot \frac{1}{T_s} = (\Delta f_i + \Delta f_f) \cdot \frac{1}{T_s},$

<33> 여기서,  $\Delta f$ 는 부반송파의 주파수 오차를 부반송파 간격의 배수로 표현한 수이며  
 $\Delta f$ 는 다시 정수인  $\Delta f_i$ 과  $-1/2 < \Delta f_f < 1/2$ 의 조건을 만족하는 소수의 합으로 표현한다. 이  
와같은 조건에서  $n$ 번 째 심볼의 수신신호는 다음과 같다. 단, 잡음은 수식전개의 편리  
를 위하여 없다고 가정한다.

<34>

$$r_n(m) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi \left( \frac{k}{T_s} + (\Delta f_i + \Delta f_f) \frac{1}{T_s} \right) \frac{T_s}{N} m}$$

$$= \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi (k + \Delta f_i + \Delta f_f) m / N}$$

【수학식 5】

<35> 여기서,  $C_{n,k}$ 는 주파수영역에서  $n$ 번째 심볼의  $k$ 번째 전송신호를 나타내고  $N$ 은 OFDM 부반송파 개수를 나타낸다.

<36> 한편, 주파수 오차 중에서 정수배의 오차가 없는 경우, 즉,  $\Delta f_i = 0$ 인 복조신호  $\hat{C}'_{n,p}$ 는 다음과 같다.

<37>

$$\begin{aligned}\hat{C}'_{n,p} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r_n(m) e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi(k+\Delta f_i)m/N} e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi(k+\Delta f_i-p)m/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} \left\{ e^{j\pi(p-k-\Delta f_i)} \frac{\sin(\pi(p-k-\Delta f_i))}{N \sin(\pi/N(p-k-\Delta f_i))} \right\}\end{aligned}$$

【수학식 6】

<38> 수학식 6에서 복조신호  $\hat{C}'_{n,p}$ 는  $K$ 가 정수값에서만 계산되므로 주파수 오차  $\Delta f_i$ 가 0이면  $k=p$ 인 주파수에서만 출력이 발생하고 나머지 주파수에서는 출력이 0이 되어 주파수들 사이의 직교성이 유지된다. 하지만, 주파수 오차  $\Delta f_i$ 가 0이 아니면  $k=p$ 인 주파수에서도 크기가 감소할 뿐만 아니라 다른 주파수에서도 0이 아닌 출력이 발생하게 된다. 이 값들이 부반송파간의 간섭을 일으켜 채널간 간섭(Inter Channel Interference: ICI) 요소가 된다. 이제 수학식 5의 수신신호로부터 복조신호  $\hat{C}_{n,p}$ 를 다음과 같이 얻는다.

<39>

$$\begin{aligned}\hat{C}_{n,p} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r_n(m) e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi km/N} e^{j2\pi(\Delta f_i)m/N} e^{-j2\pi(p-\Delta f_i)m/N} \\ &= \hat{C}'_{n,p-\Delta f_i}\end{aligned}$$

【수학식 7】

<40> 이 결과는 주파수 오차의 정수 배에 해당하는 주파수 오차에 의한 영향은 원래 복조되어야 할 신호가  $\Delta f_i$ 를 정수라 할 때,  $-\Delta f_i$ 만큼 쉬프트(shift)되어 복조됨을 의미한

다. 특히 수학식 7은 이산푸리에변환(DFT: Discrete Fourier Transform)의 과정을 포함하고 있으므로 식에서의 쉬프트 현상은 순환적 쉬프트(cyclic shift)가 된다.

<41> 따라서, 본 발명에 의한 초기 주파수 동기 방법은 이미 알고있는 위상기준심볼과 수신신호를 심볼구간만큼 순차적으로 회전시키면서 상관값을 구하여 상관값이 최대가 되는 회전량을 주파수 오차의 정수배에 해당하는 양으로 정한다. 이 관계식은 다음과 같다.

<42> **【수학식 8】**

$$\max_d \left\{ \sum_{k=0}^{N-1} X((k+d)_N) Z^*(k) \right\},$$

<43> 여기에서  $((k+d)_N)$ 은 모듈로-N(modulo-N) 더하기 연산을 표시하는 기호이며  $X(k)$ 은 이산푸리에변환 후의 K번째 수신신호를,  $Z(k)$ 는 k번째 위상기준신호를 나타낸다. 또한  $X(k)$  및  $Z(k)$ 는 모두 주파수 영역에서의 신호이다. 하지만, 이러한 방법은 프레임동기가 맞는 경우에는 주파수 오차를 보정할 수 있으나 프레임동기가 맞지 않은 경우에는 주파수 오차를 보정할 수 없는 문제점이 있다. 이 문제점은 수신신호와 위상기준신호와의 위상상관 대역폭을 분석하여 해결한다.

<44> 이하, 직교주파수분할다중화(OFDM)를 사용하는 DAB 시스템의 경우를 일 예로써 수신신호와 위상기준신호와의 위상상관 대역폭에 대하여 기술한다. 일반적으로 채널의 상관대역폭(Coherence Bandwidth)이란 어떤 채널이 '평탄한(flat)', 즉, 모든 스펙트럼 요소에 대하여 근사적으로 같은 이득과 선형 위상을 갖도록 통과시키는 채널이라고 간주할 수 있는 통계적으로 측정된 주파수 대역을 말한다. 즉, 그 대역 내에서 임의의 두 개의 서로 다른 주파수 성분이 서로 강한 상관관계를 갖는 주파수 대역을 채널의 상관대역이라 한다. 이 때, 채널의 상관대역을

$B_c$ 라 하면  $B_c$ 보다 주파수 간격이 멀리 떨어진 두 개의 정현파는 채널에서 서로 다른 영향을 받는다. 따라서 이러한 두 신호의 수신신호 상호상관의 관계는 보장될 수 없음을 의미한다.

<45> 시간영역에서 지연관계가 있는 동일 신호의 이산푸리에 변환된 두 신호에 대하여 주파수영역에서 상호상관값을 구할 때 두 신호의 상호상관 관계가 유지되는 주파수 구간을 위상상관 대역폭이라 정의한다. 이 관계를 상술한 채널의 상관대역과 동일한 개념에서 접근하면, 그 주파수 대역 내에서 두 신호는 항상 서로 강한 상관관계를 갖는 대역을 의미한다.

<46> 직교주파수분할다중화(OFDM) 시스템에서 시간영역 신호를  $z(t)$ 라 하고  $z(t)$ 의  $T_{off}$ 만큼의 프레임동기 오차를 갖는 지연 도착된 신호를  $z(t+T_{off})$ 라 한다. 또한 신호  $z(t)$ 를 이산푸리에변환한 주파수 영역의 신호를  $Z(k)$ 라 하면 신호  $z(t+T_{off})$ 를 DFT한 주파수 영역의 신호는

<47> **【수학식 9】** 
$$DFT\{z(t+T_{off})\} = \sum_{k=0}^{N-1} e^{j2\pi k T_{off}/N} Z(k)$$

<48> 과 같다. 여기서, 수식전개의 편의를 위하여 잡음과 주파수 오차는 없다고 가정 하였으며,  $N$ 은 부반송파의 개수이다.

<49> 한편, 위상상관 대역폭은 상술한 바와 같이 그 주파수 대역 내에서 두 신호

가 항상 서로 강한 상관관계를 갖는 대역으로 정의한다. 즉, 임의의 주파수 대역 B에 대하여 그 대역 내에서 두 신호  $Z(k)$ 와  $e^{j2\pi k T_{off}/N} Z(k)$ 의 상호상관값이 항상 임계값 이상인 최대의 대역 크기 B를 구하면 그 대역이 위상상관 대역폭이 된다. 이러한 관계는, 다음의 수학적 식 10 과 같이 표현된다.

<50>

$$\left| \sum_{k=m}^{m+B-1} Z(k) e^{j2\pi k T_{off}/N} Z(k) \right| \geq T_c, \quad \text{for all } m$$

【수학적 식 10】                      단,  $0 \leq m \leq N-B, \quad 0 \leq B \leq N$

<51>                      여기에서  $T_c$ 는 임계값이고 N은 부반송파 개수이다. 만일, OFDM 신호에서  $|Z(k)|=1$ 을 만족한다면 수학적 식 10의 좌변은 다음의 수학적 식 11 과 같이 정리된다.

<52>

$$\begin{aligned} & \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} Z(k) e^{j2\pi k T_{off}/N} Z(k) \right| \\ &= \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} e^{j2\pi k T_{off}/N} \right| \\ &= \sqrt{\left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \cos(2\pi k T_{off}/N) \right|^2 + \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \sin(2\pi k T_{off}/N) \right|^2} \end{aligned}$$

【수학적 식 11】                      단,  $0 \leq m \leq N-B, \quad 0 < B \leq N$

<53>                      이 조건은 DAB(Digital Audio Broadcasting) 시스템의 경우에 해당된다. 위 식은 적분구간의 시작위치 m이 포함되어 있어 프레임동기 오차  $T_{off}$ 와 적분구간 K와의 관계가 분명하지 않다. 따라서, 먼저 수학적 식 11이 적분구간의 시작위치 m에 관계없는 식으로 정리가 가능하며 결과식은 다음의 수학적 식 12와 같다.

<54>

$$\begin{aligned} & \sqrt{\left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \cos(2\pi k T_{off}/N) \right|^2 + \left| \sum_{k=m}^{m+B-1} \sin(2\pi k T_{off}/N) \right|^2} \\ &= \sqrt{\left( \sum_{k=0}^{B-1} \cos 2\pi k T_{off}/N \right)^2 + \left( \sum_{k=0}^{B-1} \sin 2\pi k T_{off}/N \right)^2} \end{aligned}$$

【수학적 식 12】

<55> 또한, 수학적 식 12를 수학적 식 10에 적용하면 프레임동기 오차의 변화에 따른 위상상관 대역폭은 다음의 수학적 식 13 과 같이 구할 수 있다.

<56>

$$\sqrt{\left(\sum_{k=0}^{R-1} \cos 2\pi k T_{off}/N\right)^2 + \left(\sum_{k=0}^{R-1} \sin 2\pi k T_{off}/N\right)^2} \geq T_c$$

【수학적 식 13】

<57> 수학적 식 13의 좌변은 시간영역 신호  $z(t)$ 와  $T_{off}$ 만큼의 프레임동기 오차를 갖는 지연 도착된 신호  $z(t+T_{off})$ 를 적분구간  $K$ 에 대한 주파수영역 영역에서의 상호상관함수이다. 즉, 위상상관 대역폭은 위 식과 같이 프레임동기 오차  $T_{off}$ 를 갖는 두 신호의 상호상관함수가 항상 임계값  $T_c$ 보다 큰 값을 갖는 대역  $B$ 를 의미한다.

<58> 도 2 에는 수학적 식 13의 관계를 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 구한 결과를 그래프로써 나타내었다. 상기 그래프에서는 시간 동기 오차를 가지는 신호와 원신호 사이의 시간 동기 오차량에 따른 위상상관 대역폭(phase coherence bandwidth)의 관계가 나타내어져 있다. 도 2를 참조하면, 대역폭을 부반송파 간격(spacing of subcarrier)의 배수로 표현하였으며 채널의 전체 대역은 1024로 하였다. 또한, 상관 대역폭 임계값( $T_c$ : coherence bandwidth threshold)을 각각 0.2, 0.5, 0.9 및 0.99로 설정하였을 때 시간동기오차가 없는 경우부터 시간동기오차가 있을 때의 위상상관 대역폭을 100.0샘플까지에 대하여 구하였다. 그래프를 살펴보면, 상관대역폭임계값을 높여 줄수록 위상상관 대역폭은 좁게 나타남을 알 수 있다.

<59> 또한, 도 2 에서는, 시간 지연 요소가 상관 대역폭과 역수 관계에 있는 것을 참고하기 위하여 시간지연 요소인 시간동기오차( $T_{off}$ )와 상관(coherence) 대역폭과의 관계를 나타내었다. 상기 관계는 그래프에서  $BW/2T_{off}$ 로써 참조된다.  $BW/2T_{off}$ 로 참조된 관계를



살펴보면, 시간 동기 오차에 따른 대역폭 변화가 상관대역폭임계값( $T_c$ )을 0.5로 하였을 때의 대역폭 변화와 유사하게 나타난다. 따라서, 본 발명에서는 위상상관 대역폭을  $\frac{1}{2T_{eff}} \times BW$ 로 근사화하여 사용한다.

<60> 한편, 수학식 8에서 위상기준신호  $Z(k)$ 의 역푸리에 변환된 신호  $z(t)$ 를 기준신호라 하고 신호  $X(k)$ 의 역푸리에 변환된 신호  $x(t)$ 를 수신신호라 가정한다. 그리고 수신신호  $x(t)$ 가  $\Delta t$ 만큼의 시간 지연, 즉, 프레임동기 오차를 갖는다고 가정한다. 이 경우 위에서 설명한 관계에 의하여 프레임동기 오차  $\Delta t$ 와 주파수축 위상상관 대역폭과 역수의 관계가 성립한다. 이러한 관계는 프레임동기 오차가 클수록 주파수축 위상상관 대역폭은 줄어든다는 것을 의미한다.

<61> 본 발명에 의한 초기 주파수동기 방법은 기본적으로 기준 신호들 사이의 상관값을 이용한 초기 주파수 동기(coarse frequency synchronization)를 기초로 한다. 도 5를 참조하면, 본 발명은 상호상관값을 구할 때 적분구간(BWLen)은 시간 동기 오차를 가지는 수신 심볼과 기준 심볼에 의하여 구해지는 위상상관 대역폭보다 작게 설정한다. 즉, 시프트된 수신 심볼과 기준 심볼에 대한 상호상관값을 구할 때, 적분 구간을 두 신호의 위상상관 대역폭 이내로 줄여 여러개의 작은 블록으로 나눈 적분구간 각각에 대하여 부분 상관값을 구한후, 구해진 각각의 적분구간의 부분 상관값들의 평균 또는 합을 취하여 상관값이 최대가 되는 시프트량을 결정한다.

<62> 그럼으로써, 수신 심볼과 기준심볼 사이에서 프레임동기가 정확히 맞지 않아 발생하는 무상관대역이 배제(excluded)됨으로서 상호상관함수값이 항상 의미를 갖게 된다. 따라서 프레임 동기에서 보장할 수 있는 시간동기 오차 범위내에서는 초기 주파수동기가

비교적 정확하게 수행된다. 이러한 원리들이 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 장치 및 방법에 적용된다.

<63> 또한, 본 발명은 사전에 왜곡된 위상 기준신호를 생성하여 초기 주파수 옵셋을 추정한다. 먼저, 도 6을 참조하여, 시간 동기 오차에 따른 영향을 살펴본다.

<64> OFDM에서 시간동기의 오차는 도 6에 도시된 바와 같이, 부반송파 순서에 비례하여 위상 천이(Phase rotation)를 발생시킨다. 수식 전개와 편리를 위하여 전체의 신호 중에 하나의 심볼 구간에 대하여만 설명하며, 전송 채널은 AWGN(Additive White Gaussian Noise)환경으로 하고 수신신호에서의 주파수 동기는 정확히 맞았다고 가정한다. OFDM 시스템에서 시간 동기가 맞지 않는 경우에, n번째 심볼의 수신신호  $r_n(t)$ 는 다음의 수학적 식과 같이 표현된다.

<65> **【수학식 14】** 
$$r_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} \Psi'_{n,k}(t) + n(t)$$

<66> 여기에서 N은 부채널의 개수이며,  $C_{n,k}$ 는 n번째 심볼의 k번째 부채널에 전송된 신호이고  $\Psi'_{n,k}$ 은 k번째 부반송파 신호이며  $n(t)$ 는 분산이  $\sigma_n^2$ 인 AWGN이다.

<67> 상기 수학적 식 14를 다시 정리하면 다음의 수학적 식 15와 같이 표현된다.

<68> **【수학식 15】** 
$$r_n(t) = \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi f_k t} + n(t)$$

<69> 수학적 식 15에서  $f_k$ 는 부반송파 반송주파수로서  $f_k = k/T_s$ 이다.

<70> 여기서, 수신신호에 대한 시간 동기의 영향을 살펴보기 위하여, 수신신호의 샘플링 주기를  $t = \frac{T_s}{N} m + \tau$ 로 샘플링한다고 가정한다. 이 때,  $T_s$ 는 OFDM 심볼의 주기이며 m은 심볼구간에서의 샘플링 순서이고  $\tau$ 는 샘플링 오차로서 시간 동기 오차에 해당된다.

<71> 상술한 조건에서 수학적 식 15를 샘플링한 이산신호는 다음의 수학적 식 16과 같이 표현된다.

$$\begin{aligned} r_n(m) &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi \frac{k}{T_s} \left( \frac{T_s}{N} m + \tau \right)} + n(m) \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi km/N} e^{j2\pi k\tau/T_s} + n(m) \end{aligned}$$

【수학적 식 16】

<73> 수학적 식 16의 수신신호로부터 다음과 같은 복조신호  $\hat{c}_{n,p}$ 를 얻는다.

$$\begin{aligned} \hat{c}_{n,p} &= \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} r_n(m) e^{-j2\pi mp/N} \\ &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k\tau/T_s} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi m(k-p)/N} + \hat{n}(p) \end{aligned}$$

【수학적 식 17】

<75> 여기에서  $\sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi m(k-p)/N}$ 는 다음의 수학적 식 18과 같이 표현된다.

$$\sum_{m=0}^{N-1} a^m = \begin{cases} N, & \text{if } a=1 \\ \frac{1-a^N}{1-a}, & \text{if } a \neq 1 \end{cases}$$

【수학적 식 18】

<77> 여기에서 수학적 식 17에 대한 a값은 다음과 같이 정의된다.

$$\text{【수학적 식 19】 } a = e^{j2\pi(k-p)/N}$$

<79> 즉, 수학적 식 (2.44)에서 K, p 및 N이 모두 정수이므로 a=1을 만족하기 위하여는 k-p가 N의 정수배일 것이 필요하고, 그 외의 경우는 a ≠ 1의 어떤 a값에 대하여도  $a^N = 1$ 이 된다. 따라서 수학적 식 17의  $\sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi m(k-p)/N}$ 는 다음의 수학적 식 20과 같이 정리된다.

$$\sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi m(k-p)/N} = \begin{cases} N, & \text{if } k=p+aN, \text{ } a \text{는 정수} \\ 0, & \text{otherwise} \end{cases}$$

【수학적 식 20】

<81> 또한, 수학적식 20의 조건을 수학적식 17에 적용하기 위하여는  $\alpha = 0$ 인 경우만 성립되므로 수학적식 20을 수학적식 17에 적용하여 정리하면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
 \hat{C}_{n,p} &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k\tau/T_s} \frac{1}{N} \sum_{m=0}^{N-1} e^{j2\pi m(k-p)/N} + \hat{n}(p) \\
 &= \sum_{k=0}^{N-1} C_{n,k} e^{j2\pi k\tau/T_s} \frac{1}{N} \cdot N \cdot \delta(k-p) + \hat{n}(p) \\
 \text{【수학적식 21】} \quad &= C_{n,p} e^{j2\pi p\tau/T_s} + \hat{n}(p)
 \end{aligned}$$

<83> 또한, 수학적식 17에서 잡음에 의한 항  $\hat{n}(p)$ 는 잡음  $n(m)$ 을 주파수영역으로 변환한 값으로 원래  $n(m)$ 이 AWGN이므로  $\hat{n}(p)$ 도 역시 동일한 분산을 갖는 AWGN이 된다. 따라서 잡음의 영향은 OFDM 신호의 시간 동기에 직접적인 관련이 없다.

<84> 결론적으로, 시간 동기가 맞지 않아 발생하는 시간 동기 오차의 영향은 수학적식 21으로부터 수신신호  $\hat{C}_{n,p}$ 가 원래 복조되어야 하는 송신신호  $C_{n,p}$ 의 위상이 회전된 상태로 복조됨을 알 수 있다. 이때 위상의 회전량은 시간 동기 오차  $\tau$ 와 부채널의 위치  $p$ 의 곱에 비례하는 양으로 결정된다.

<85> 즉, 수학적식 21에서 수신된 신호는 시간 오차에 의해서 위상이 천이되는 현상이 발생하는데, 부반송파의 순서( $p$ )에 비례하여  $\tau \cdot p$ 만큼 위상이 천이된다. 따라서, 본 발명은 이러한 위상천이를 보상하기 위해서 사전에 위상이 왜곡된 기준 심볼을 생성하여 초기 주파수 동기 검출에 이용함으로써, 보다 정확한 주파수 동기 검출을 수행할 수 있다. 여기서  $\tau$ 는 후술하는 심볼 시간 오프셋  $\Delta t_i$ 에 해당한다.

<86> 이하, 도 3a 및 도 4를 참조하여, 본 발명의 바람직한 실시예를 설명한다. 도 3a는 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 초기 주파수 동기 장치를 구비한 직교주파수분할

다중화(OFDM) 수신기의 구조의 일예를 도시한 블록도이다. 도 3a 에 도시된 OFDM 수신기는 OFDM 복조부(30)와 주파수 동기부(32)를 구비한다. OFDM 복조부(30)는 RF 수신부(301), A/D 변환부(302), I/Q 분리부(303), 주파수 보정부(304), FFT부(305), 및 비터비(Viterbi) 디코더부(306)를 구비한다. 주파수 동기부(32)는 레지스터(321), 부분 상관부(322), 최대값 검출부(323), 카운터(324), 기준심볼 선왜곡부(325), 및 제어부(326)를 구비한다.

<87> OFDM 복조부(30)의 동작은 도 1 에 도시된 종래의 OFDM 복조부(10)의 기능과 동일하므로 그 설명은 생략하고, 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 방법을 설명하는 흐름도인 도 4를 참조하여 본 발명의 주파수 동기부(32)의 동작을 설명한다.

<88> OFDM 복조부(30)로부터 입력된 수신 심볼  $X(k)$ 는 레지스터(321)에 입력되고, 레지스터(321)는 수신 심볼을 소정의 시프트량( $d$ )으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 부분 상관부(322)로 출력한다(S410).

<89> 제어부(326)는 상술한 위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간의 길이를 구하고, 상기 적분 구간길이에 따른 분할 대역의 개수( $K$ )를 결정하며, 상기 분할대역의 개수에 따라서 소정의 심볼 시간 옵셋을 생성하고, 심볼 시간 옵셋을 기준 심볼 선왜곡부(325)로 출력한다(S420).

<90> 기준 심볼 선왜곡부(325)는 입력된 심볼 시간 옵셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 를 생성하여 부분 상관부(322)로 출력하는데, 기준 심볼 선왜곡부(325)의 구성 및 동작에 대해서는 도 3b를 참조하여 후술한다(S430).

&lt;91&gt;

부분 상관부(322)는  $N$ 을 부반송파의 개수, 소정의 시프트량  $d$ 은  $-\frac{2}{N}$ 과  $\frac{2}{N}$ 에 해당한다고 할 때,  $K$ 개의 분할 대역들 각각에 대해서 시프트량( $d$ )을 카운트하면서, 레지스터(321)로부터 입력된 소정의 시프트량( $d$ )로 시프트된 수신 심볼  $X(k+d)$ 과 기준 심볼 선왜곡부(325)로부터 입력된 선왜곡된 기준심볼  $Z(k)$ 의 부분상관값 및 이 부분 상관값들의 전체 합  $\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=mN/K}^{(m+1)(N/K)-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$ 을 계산한다(S440).

&lt;92&gt;

그 후, 최대값 검출부(323)는 부분 상관부(322)로부터 입력된 상기 합이 최대가 되는 시프트량( $d$ )를 결정하고, 결정된 시프트량( $d$ )을 초기 주파수 동기 오차값(the estimated coarse frequency offset value)으로 출력한다(S450).

&lt;93&gt;

결론적으로 본 발명은 다음의 수학적 식 22로 표현되는 알고리즘을 상기 제어부(326)에서 결정하는 소정의 회수동안 반복하여 초기 주파수 동기 오차값을 구한다.

&lt;94&gt;

【수학적 식 22】 
$$\max_d \left\{ \sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=mN/K}^{(m+1)(N/K)-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right| \right\},$$

&lt;95&gt;

수학적 식 22에서  $N$ 은 부반송파의 개수를 나타내고,  $K$ 는 상호 상관함수 적분구간을 나누는 개수를 나타내며,  $N/K$ 는 하나의 부분적분 구간(BWLen; 도 5 참조)을 나타낸다. 따라서, 분할된 개별 대역을 분할대역( $BW_s$ )라고 하면,  $K$ 개만큼 분할된 하나의 분할대역의 크기는  $BW_s=BW/K$ 와 같다(단,  $BW$ 는 채널의 전체 대역을 나타냄).

&lt;96&gt;

이하, 도 3b를 참조하여, 본 발명의 기준 심볼 선왜곡부(325)의 구성 및 동작을 설명한다. 기준 심볼 선왜곡부(325)는 송신기에서 전송된 기준 심볼과 동일한 기준 심볼을 생성하는 기준 심볼 생성부(3251), 제어부(326)로부터 입력된 심볼 시간 오프셋에 따라서 위상 기준 심볼의 위상을 천이시켜 위상이 왜곡된 기준 심볼을 생성하는 위상

천이부(3253), 및 위상천이에 이용되는 위상값에 따른 sin 값 및 cos 값을 위상 천이부(3252)로 제공하는 sin/cos 테이블(3235)을 포함한다.

<97> 이하, 기준 심볼을 선왜곡하는 과정을 설명하면, 먼저, 제어부(326)는 상술한 위상 상관 대역폭에 따른 부분적분구간(BWLen)을 결정하고, 전체 적분구간을 부분적분구간으로 나누어 분할대역의 개수(K)를 결정한다. 그 후, 제어부(326)는 분할대역의 개수에 따라서 허용되는 심볼 시간 오차를 구하고, 구해진 심볼 시간 오차를 이용하여  $\Delta\tau_i$ 를 결정한다. 여기서 시간 오차는 +시간오차와 -시간오차가 발생할 수 있으므로, 실질적으로는  $\pm\Delta\tau_i$ 를 만들어내게 된다. 제어부(326)는 생성된  $\Delta\tau_i$ 를 위상 천이부(3253)로 출력한다.

<98> 위상 천이부(3253)는 기준 심볼 생성부(3251)로부터 입력된 위상 기준 심볼을  $\Delta\tau_i$ 를 만큼 위상 천이시킴으로써 위상이 왜곡된 기준 심볼을 생성하여 부분 상관부(322)로 출력하는데, 위상 천이부(3253)의 동작을 구체적으로 살펴보면, 위상 천이부(3253)는 입력된  $\Delta\tau_i$ 를 이용하여 각각의 부반송파의 위상을 역으로 천이시킨다. 상술한 수식  $\hat{C}_{n,p} = C_{n,p} e^{j2\pi p \nu / T_s}$ 에서처럼 위상 기준 심볼(PRS; phase reference symbol)의 위상을  $\hat{C}_{n,p} = C_{n,p} e^{j-2\pi p \Delta\tau_i / T_s}$ 와 같이 천이시킬 수 있다. 이 때,  $C_{n,p}$ 는 위상 기준 심볼이라고 정의하고,  $\hat{C}_{n,p}$ 는  $e^{j-2\pi p \Delta\tau_i / T_s}$  만큼 위상이 천이된 선왜곡된(pre-distorted) 위상 기준 심볼이라고 정의할 수 있다.

<99> 위상 천이부(3253)는 상술한 바와 같은 수식으로 위상이 왜곡된 기준 신호를 생성하지만, 실제 실시예에서는 기준심볼은 부반송파의 순서에 따라 생성되고, 위상 천이부(3253)에서는 각각의 부반송파 순서에 해당되는

$e^{j-2\pi p\Delta t/T}$ 만큼의 위상천이되는 복소수 값을 발생한다. 그리고 이 두 값을 곱함으로서 선 왜곡된 (pre-distorted) 위상 기준 심볼을 생성하게 되는데, 복소수 값  $e^{j-2\pi p\Delta t/T}$ 은 실질적인 실시예에서는 사용하기에 적절하지 않기 때문에,  $\cos\theta + j \sin\theta$ 의 형식으로 표현하여 복소수 곱셈을 수행한다. 이 때, 각각의  $\cos\theta$ , 및  $\sin\theta$  값은 sin/cosine 테이블(3255)을 참조하여  $\theta$ 의 sin 값과 cosine 값을 생성한다.

<100> 지금까지 본 발명의 바람직한 실시예에 따른 초기 주파수 동기 장치 및 방법에 관하여 설명하였다.

<101> 도 7a, 및 도 7b는 심볼 시간 오차에 따른 기준신호와 수신신호간의 상관성을 도시한다. 도 7a, 및 도 7b에서 도시된 바와 같이, 심볼 시간 오차에 따라서 상호상관대역폭의 영역이 달라짐을 알 수 있다. 따라서, 상술한 바와 같이 초기 주파수 동기를 수행할 때, 적절한 상호상관대역폭을 설정하여 초기주파수 동기 알고리즘을 수행하게 되면 효과적으로 초기 주파수 오차를 추정할 수 있음을 알 수 있다.

<102> 본 발명에 따른 방법 및 장치에 의하여 초기 주파수 동기 오차 검출이 제대로 수행되는지를 확인하기 위하여 시뮬레이션을 수행하였다. 도 8a 및 도 8b에는 그 시뮬레이션 결과를 그래프로써 나타내었으며, 비교를 위하여 도 9a 및 도 9b에는 종래의 초기 주파수 동기 오차 검출 방법에 따른 시뮬레이션 결과를 나타내었다. 시뮬레이션 실험 조건은 신호대잡음비(SNR)가 5dB인 가우시안 채널, 부반송파개수는 1024, 주파수 오차는 부반송파 개수의 -62.4배로 주었다. 도 8a와 도 9a는 심볼 시간 오차가 0.0인 경우에 해당하는 시뮬레이션 결과를 나타내며, 도 8b 및 도 9b는 심볼 시간 오차가 10.0인 경우에 해당하는 시뮬레이션 결과를 나타낸다. 종래의 초기 주파수 동기 방법에 따른 초기



주파수 동기 오차 검출 시뮬레이션은 가우시안 채널에서 전체 대역에 대한 상관함수를 적용하였다. 또한, 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 방법에 대한 초기 주파수 동기 오차 검출 시뮬레이션에서는 분할 대역의 개수를 32로 사용하였고, 이러한 분할 대역에 대한 상관값의 합을 구하였다. 도면에서, 가로축은 주파수, 세로축은 상관값을 각각 나타낸다. 이 때, 주어진 주파수 동기 오차가 -62.4이므로 가로축 -62의 위치에서 최대피크가 발생할 경우 초기 주파수 오차 검출이 정확하게 수행되었음을 의미한다.

<103> 도 8a 및 도 8b를 참조하면, 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 방법에 대한 시뮬레이션 결과는 도 8a의 시간 동기 오차(time offset)가 없는 경우, 즉, 시간 동기 오차가 0.0인 경우뿐만 아니라 도 8b의 시간 동기 오차가 있는 경우, 즉, 시간 동기 오차가 10.0인 경우에도 주어진 주파수 동기 오차에 해당하는 가로축 -62의 위치에서 최대값이 발생하므로 초기 주파수 동기 오차 검출이 비교적 정확하게 수행됨을 확인할 수 있다.

<104> 반면에, 도 9a 및 도 9b를 참조하면, 종래의 초기 주파수 동기 오차 검출 방법에 의하면 심볼 시간 오차가 없는 경우, 즉, 심볼 시간 오차가 0.0인 경우에는 도 9a에 나타낸 바와 같이 정확하게 초기 주파수 오차를 검출하는 것이 가능하지만 시간 동기 오차가 있는 경우에는 즉, 시간 동기 오차가 10.0인 경우에는 도 9b에 나타낸 바와 같이 주어진 주파수 동기 오차에 해당하는 가로축 -62의 위치에서 어떠한 피크도 나타내지 않으며, 따라서, 초기 주파수 오차 검출이 불가능함을 알 수 있다.

<105> 또한, 도 10a 내지 도 10d 에는 본 발명에 따른 초기 주파수 동기 방법의 오차 검출 정확도를 설명하기 위하여 프레임동기 오차범위에 따른 이론적 정확도 및 시뮬레이션에 의한 정확도를 그래프로써 비교 도시하였다. 시뮬레이션 조건으로서, 채널은 신호대

잡음비(SNR)가 5dB인 가우시안채널에 해당하고, -50~+50 샘플의 시간 동기오차 샘플 구간을 적용하였다. 또한, 주파수 오차는 -510 ~ 510의 임의의 값에 해당한다.

<106> 도면에서는 본 발명의 초기 주파수동기 방법에 따라 주파수 동기 오차를 정확히 검출해 낼 수 있는 이론적인 구간과 시뮬레이션을 통해 구한 구간을 비교 도시하였다. 이론적 구간은 굵은 실선으로 표시하였고 시뮬레이션을 통하여 구한 구간은 가는 실선으로 표시하였다. 또한, 시뮬레이션에서는 부반송파의 개수를 각각 1024 및 2048에 대하여 적용하였다. 또한 보호구간(guard interval)의 크기는 128 샘플이다. 시뮬레이션에서는 어떤 하나의 시간 동기 오차에 대하여 임의의 주파수 오차를 매번 100회씩 적용하여 주파수 오차를 정확히 획득할 확률을 구하였다.

<107> 도 10a 내지 도 10d를 참조하면, 본 발명에 따른 방법이 이론적으로 제시한 K개만큼 분할된 하나의 분할대역의 크기  $BW_s = 1/K \times BW$ 를 상관함수의 적분구간으로 사용할 경우 부반송파의 배수로 나타낸 시간 동기 오차(time offset)가  $\pm K/2$ 이내인 경우에 항상 초기 주파수 오차 검출이 가능함을 나타낸다. 도 10a는 분할대역  $BW_s = 1/8 \times BW$ 인 경우이고, 도 7b는 분할대역  $BW_s = 1/16 \times BW$ 인 경우이며, 도 10c는 분할대역  $BW_s = 1/32 \times BW$ 인 경우이고, 도 10d는 분할대역  $BW_s = 1/64 \times BW$ 인 경우이다. 따라서, 본 발명에 따른 방법의 성능을 평가하기 위한 시뮬레이션 실험 결과를 살펴보면 적분 구간을 분할하여 상관값을 구하는 본 발명의 방법이 적분구간을 분할하지 않는 경우에 비하여, 프레임 동기에서 보장할 수 있는 시간 동기 오차에 대해서는 초기 주파수 동기 오차를 정확히 검출할 수 있음을 보인다.

<108> 상기와 같은 본 발명에 따른 방법에 의하면, N개의 부반송파를 사용하는 직교주파수분할다중화(OFDM) 시스템에서 복소곱셈의 계산량을 기준으로 할 때, 본 발명에 따른

방법에서의 계산량은  $N^2$ 에 비례한다. 하지만, 채널의 단위응답을 이용한 종래의 방법은  $N \times (N + \frac{N}{2} \log_2 N)$ 에 비례하는 계산량이 필요하다. 따라서 본 발명에 따른 방법은 초기 프레임 동기 알고리즘의 오차범위 이내에서 종래의 방법과 마찬가지로 안정적으로 동작하면서  $\frac{N^2}{2} \log_2 N$ 의 추가적인 계산량을 감소시킬 수 있다. 이 감소된 계산량은 종래 방법의 계산량과 비교하여 1024개의 부반송파를 사용하는 경우 1/6배, 그리고 2048개의 부반송파를 사용하는 경우 1/11배만의 계산량만을 필요로 한다. 또한 감소된 계산량은 부반송파 개수에 해당하는 N번의 역푸리에변환(IFFT) 과정을 제거한 결과와 동일하다.

<109> 이제까지 본 발명에 대하여 그 바람직한 실시예들을 중심으로 살펴보았다. 본 발명이 속하는 기술 분야에서 통상의 지식을 가진 자는 본 발명이 본 발명의 본질적인 특성에서 벗어나지 않는 범위에서 변형된 형태로 구현될 수 있음을 이해할 수 있을 것이다. 그러므로 개시된 실시예들은 한정적인 관점이 아니라 설명적인 관점에서 고려되어야 한다. 본 발명의 범위는 전술한 설명이 아니라 특허청구범위에 나타나 있으며, 그와 동등한 범위 내에 있는 모든 차이점은 본 발명에 포함된 것으로 해석되어야 할 것이다.

#### 【발명의 효과】

<110> 상술한 바와 같이, 본 발명의 초기 주파수 동기 방법 및 장치는 수신된 심볼과 기준 심볼간의 상관값을 계산하기 위한 적분구간을 지역상관 대역폭에 따라서 결정되는 소정수의 적분구간으로 분할함으로써, 종래기술의 심볼 타이밍 오차가  $\pm 1(\pm 1/2)$  이상일 때, 성능의 열화가 심각해지는 단점을 극복하였다.

<111>      특히, 본 발명은 수신된 심볼과의 상관값 계산에 이용되는 기준심볼을 사전에 왜곡 시킴으로써, 채널 환경이 매우 열악하여 심볼 타이밍 오차가  $\pm 5$  샘플이상인 경우에도 정확하게 초기 주파수 동기를 수행할 수 있는 효과가 있다.

## 【특허청구범위】

## 【청구항 1】

직교주파수분할다중화(OFDM) 수신기의 주파수 동기부내에 구비되어 초기 주파수 동기를 수행하는 초기 주파수 동기 장치로서,

복조된 심볼  $X(k)$ 을 수신하고 소정의 시프트량( $d$ )으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 출력하는 버퍼;

위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간 및 상기 적분 구간에 따른 분할 대역의 개수( $K$ )를 결정하며, 상기 분할대역의 개수에 따라서 심볼 시간 오프셋을 생성하고 조절하는 제어부;

상기 심볼 시간 오프셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 를 생성하는 기준심볼 선택 왜곡부;

상기 시프트량( $d$ )을 카운트하는 카운터;

상기 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 과 상기 기준심볼  $Z(k)$ 을 수신하여  $K$ 개의 분할 대역들에 대한 부분상관값을 계산하는 부분 상관부; 및

상기 부분상관값이 최대가 되는 시프트량( $d$ )을 구하여 추정된 초기 주파수 동기 오차(the estimated coarse frequency offset value)로서 출력하는 최대값 검출부;를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 장치.

## 【청구항 2】

제 1 항에 있어서, 상기 부분 상관부는

$N$  이 부반송파의 개수이고, 소정의 시프트량( $d$ )은  $-\frac{2}{N}$  과  $\frac{2}{N}$  사이의 값이라고 할

때,  $\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)(N/K)-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$  에 의해서 각 분할 대역의 부분 상관값을 계산하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 장치.

### 【청구항 3】

제 1 항에 있어서, 상기 기준심볼 선회곡부는

위상 기준 심볼을 생성하는 기준 심볼 생성부; 및

상기 심볼 시간 오프셋량에 따라서 상기 위상 기준 심볼의 위상을 천이시켜 위상이 왜곡된 기준 심볼을 출력하는 위상 천이부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 장치.

### 【청구항 4】

제 3 항에 있어서, 상기 위상 천이부는

각각의 부반송파에 대응되는 위상 천이된 복소수 값들을 생성하고, 상기 생성된 복소수 값들을 상기 위상 기준 심볼에 곱하여 위상이 왜곡된 기준 심볼을 생성하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 장치.

### 【청구항 5】

제 1 항에 있어서,

상기 분할 대역의 개수(K)는 프레임 동기를 보장할 수 있는 시간 동기 오차를  $T_{\text{off}}$  라 할 때,  $2 \times T_{\text{off}}$  이내로 설정되는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 장치.

## 【청구항 6】

직교주파수분할다중화(OFDM) 복조와 주파수 동기를 수행하는 직교주파수 분할 다중화 수신 처리시 초기 주파수 동기를 수행하는 방법으로서,

- (a) 복조된 심볼  $X(k)$ 을 수신하고 소정의 시프트량(d)으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 출력하는 단계;
- (b) 위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간 및 상기 적분 구간에 따른 분할 대역의 개수(K)를 결정하며, 상기 분할대역의 개수에 따라서 소정의 심볼 시간 오프셋을 생성하는 단계;
- (c) 상기 심볼 시간 오프셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 를 생성하는 단계;
- (d) 시프트량(d)을 카운트하는 카운터;
- (e) K 개의 분할 대역들에 대해서, 상기 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 과 상기 기준심볼  $Z(k)$ 의 부분상관값을 계산하는 단계; 및
- (f) 상기 부분상관값이 최대가 되는 시프트량(d)을 구하여 추정된 초기 주파수 동기 오차(the estimated coarse frequency offset value)로서 출력하는 단계;를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 방법.

## 【청구항 7】

제 6 항에 있어서, 상기 (e) 단계는

N 이 부반송파의 개수이고, 소정의 시프트량(d)은  $-\frac{2}{N}$  과  $\frac{2}{N}$  사이의 값이라고 할 때,  $\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)(N/K)-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$  에 의해서 각 분할 대역의 부분 상관값을 계산하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기의 초기 주파수 동기 방법.

## 【청구항 8】

제 6 항에 있어서, 상기 (c) 단계는

(c1) 위상 기준 심볼을 생성하는 단계; 및

(c2) 상기 심볼 시간 오프셋량에 따라서 상기 위상 기준 심볼의 위상을 천이시켜 위상이 왜곡된 기준 심볼을 출력하는 단계를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할 다중화 수신기의 초기 주파수 동기 방법.

## 【청구항 9】

제 8 항에 있어서, 상기 (c2) 단계는

각각의 부반송파에 대응되는 위상 천이된 복소수 값들을 생성하고, 상기 생성된 복소수 값들을 상기 위상 기준 심볼에 곱하여 위상이 왜곡된 기준 심볼을 생성하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할 다중화 수신기의 초기 주파수 동기 방법.

## 【청구항 10】

제 6 항에 있어서,

상기 분할 대역의 개수(K)는 프레임 동기를 보장할 수 있는 시간 동기 오차를  $T_{\text{off}}$  라 할 때,  $2 \times T_{\text{off}}$  이내로 설정되는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할 다중화 수신기의 초기 주파수 동기 방법.

## 【청구항 11】

직교주파수분할 다중화(OFDM) 수신기로서,

복조된 심볼  $X(k)$ 을 수신하고 소정의 시프트량(d)으로 순환적으로 시프트시켜 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 을 출력하는 버퍼;



위상 상관 대역폭에 따른 적분 구간 및 상기 적분 구간에 따른 분할 대역의 개수 (K)를 결정하며, 상기 분할대역의 개수에 따라서 심볼 시간 오프셋량을 생성하고 조절하는 제어부;

상기 심볼 시간 오프셋만큼 위상이 왜곡된 기준 심볼  $Z(k)$ 를 생성하는 기준심볼 선택 왜곡부;

상기 시프트량(d)을 카운트하는 카운터;

상기 시프트된 심볼  $X(k+d)$ 과 상기 기준심볼  $Z(k)$ 을 수신하여 K개의 분할 대역들에 대한 부분상관값을 계산하는 부분 상관부; 및

상기 부분상관값이 최대가 되는 시프트량(d)을 구하여 추정된 초기 주파수 동기 오차(the estimated coarse frequency offset value)로서 출력하는 최대값 검출부;를 포함하는 초기 주파수 동기 장치를 구비하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기.

#### 【청구항 12】

제 11 항에 있어서, 상기 부분 상관부는

$N$  이 부반송파의 개수이고, 소정의 시프트량(d)은  $-\frac{2}{N}$  과  $\frac{2}{N}$  사이의 값이라고 할 때,  $\sum_{m=0}^{K-1} \left| \sum_{k=m(N/K)}^{(m+1)(N/K)-1} X(((k+d))_N) Z^*(k) \right|$  에 의해서 각 분할 대역의 부분 상관값을 계산하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기.

#### 【청구항 13】

제 11 항에 있어서, 상기 기준심볼 선택왜곡부는

위상 기준 심볼을 생성하는 기준 심볼 생성부; 및

상기 심볼 시간 옵셋량에 따라서 상기 위상 기준 심볼의 위상을 천이시켜 위상이 왜곡된 기준 심볼을 출력하는 위상 천이부를 포함하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기.

【청구항 14】

제 13 항에 있어서, 상기 위상 천이부는

각각의 부반송파에 대응되는 위상 천이된 복소수 값들을 생성하고, 상기 생성된 복소수 값들을 상기 위상 기준 심볼에 곱하여 위상이 왜곡된 기준 심볼을 생성하는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기.

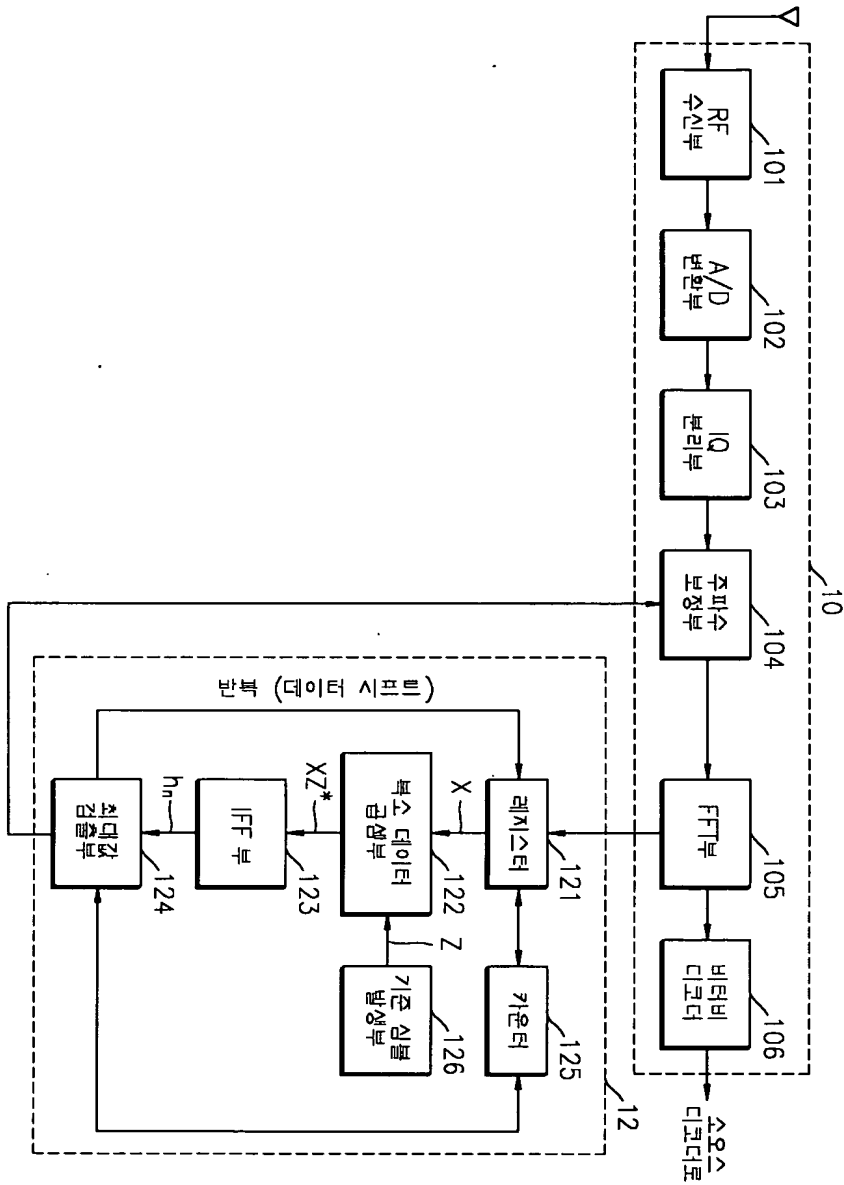
【청구항 15】

제 11 항에 있어서,

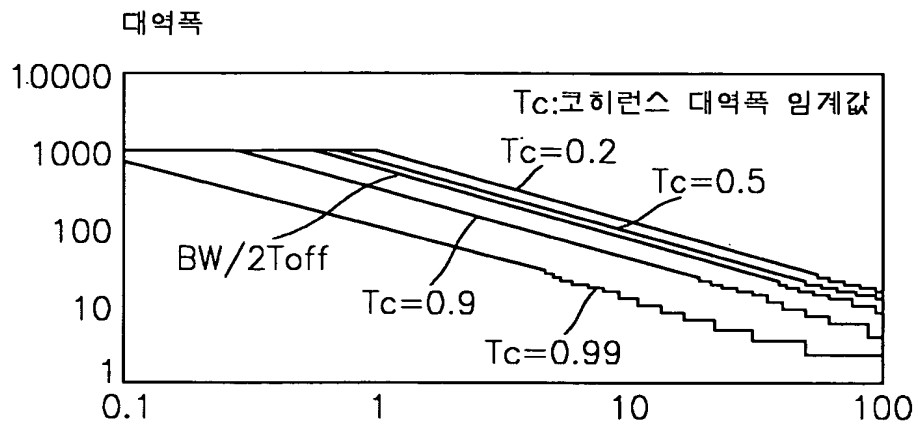
상기 분할 대역의 개수(K)는 프레임 동기를 보장할 수 있는 시간 동기 오차를  $T_{\text{off}}$  라 할 때,  $2 \times T_{\text{off}}$  이내로 설정되는 것을 특징으로 하는 직교주파수분할다중화 수신기.

【도면】

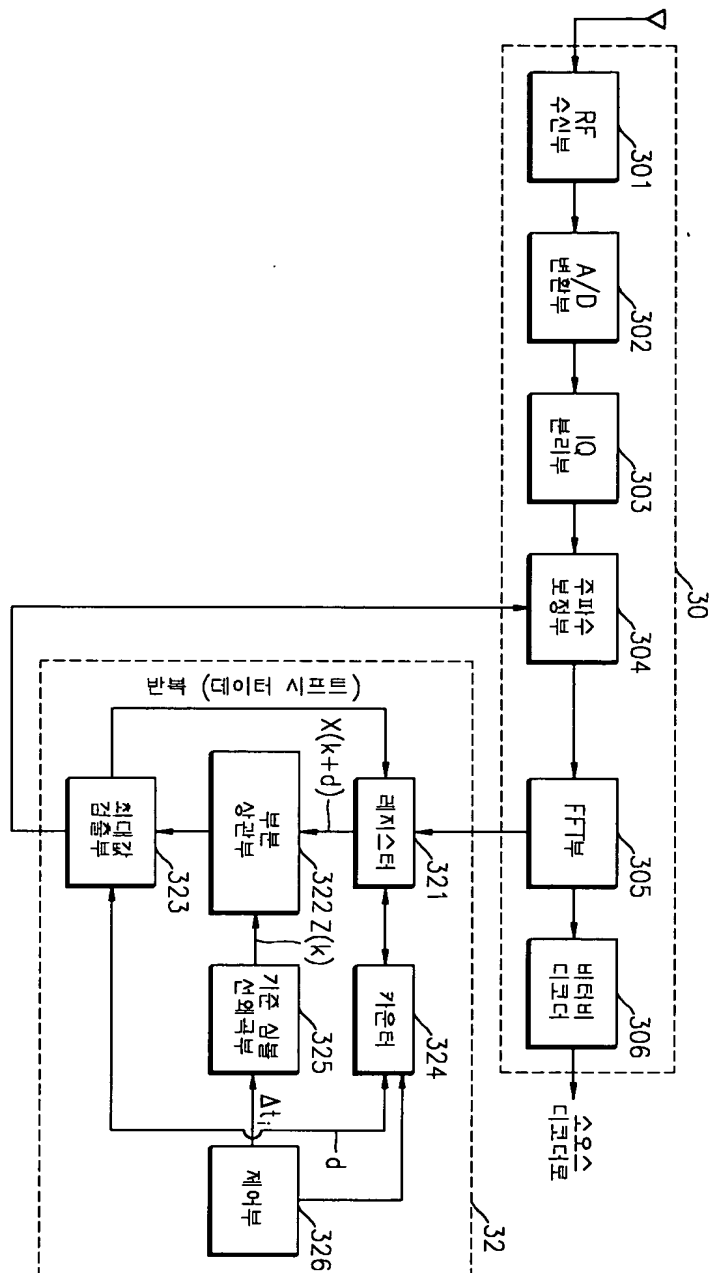
【도 1】



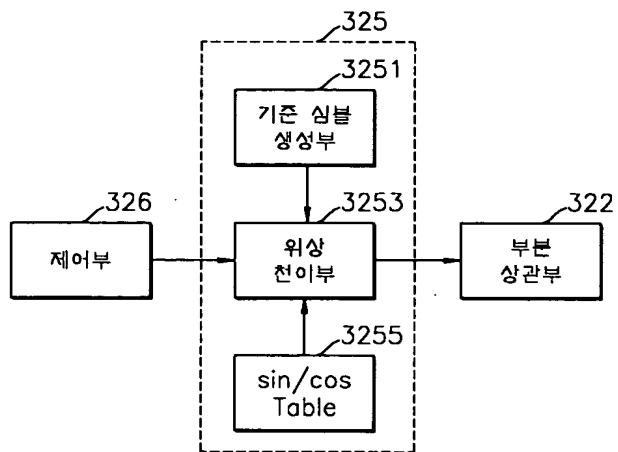
【도 2】



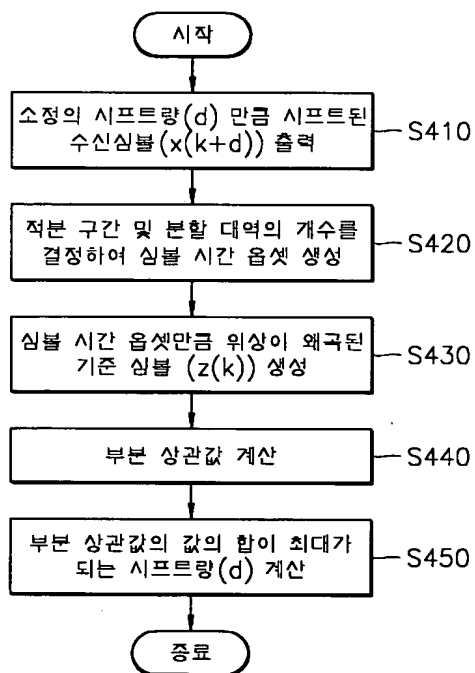
【도 3a】



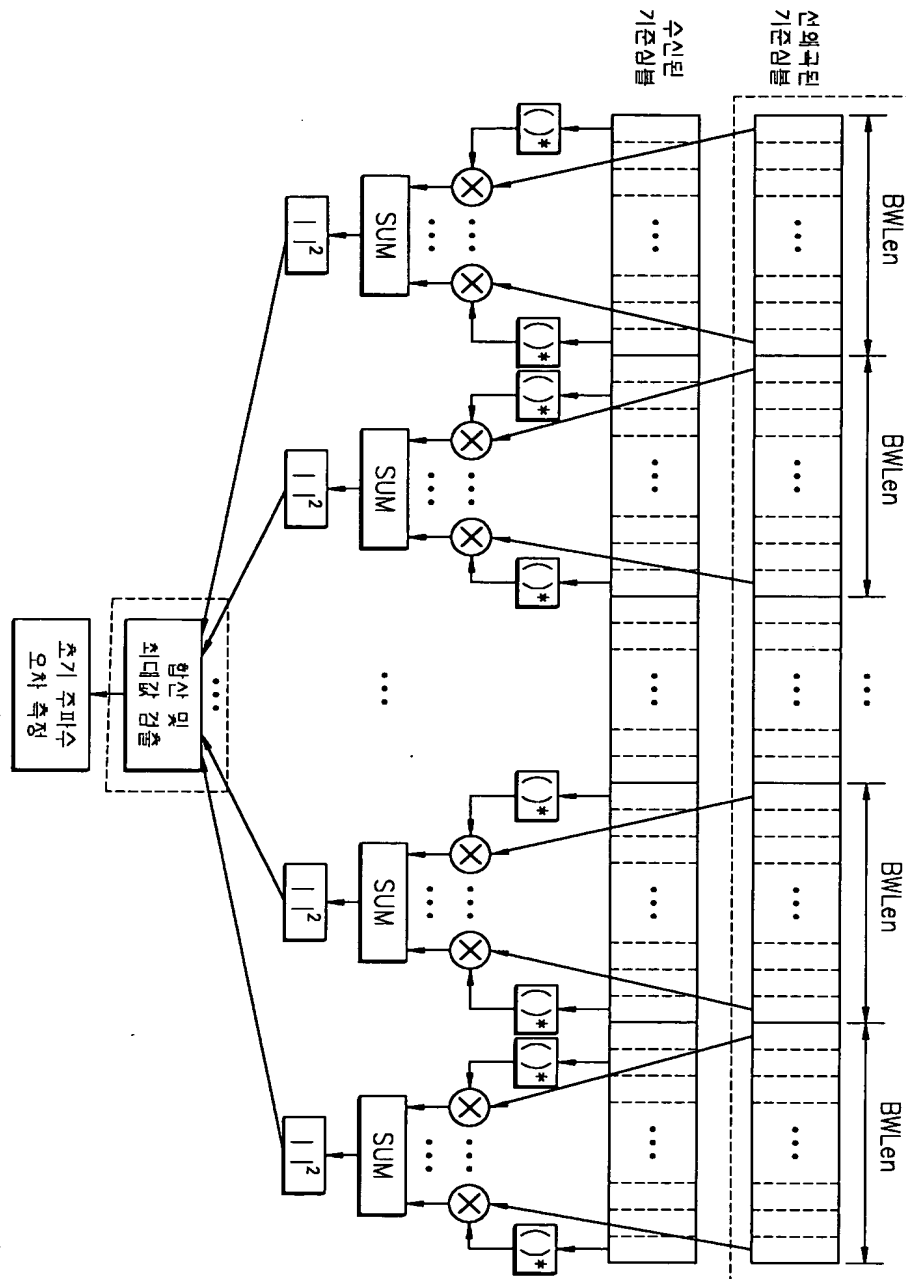
【도 3b】



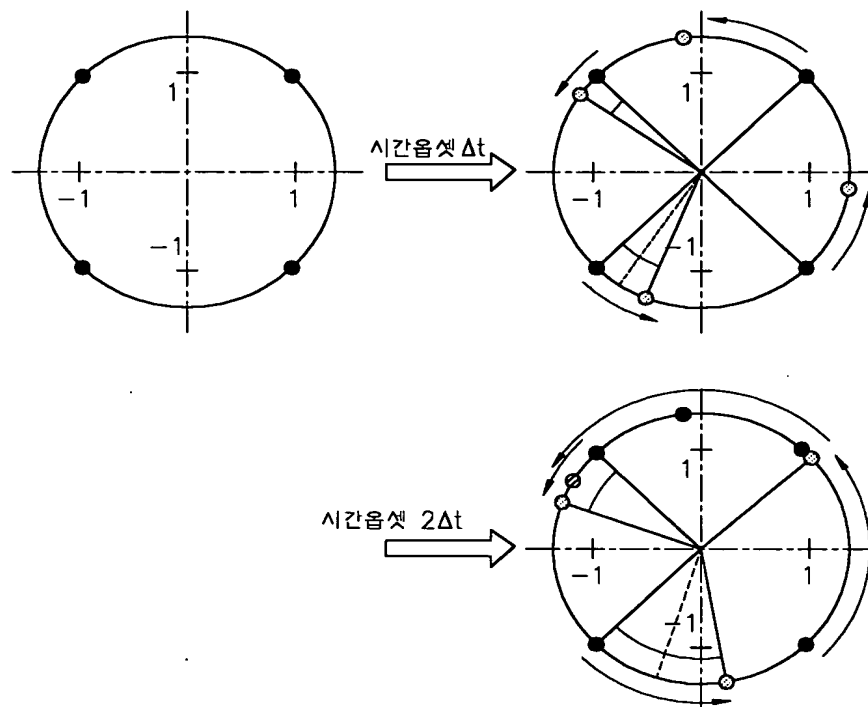
【도 4】



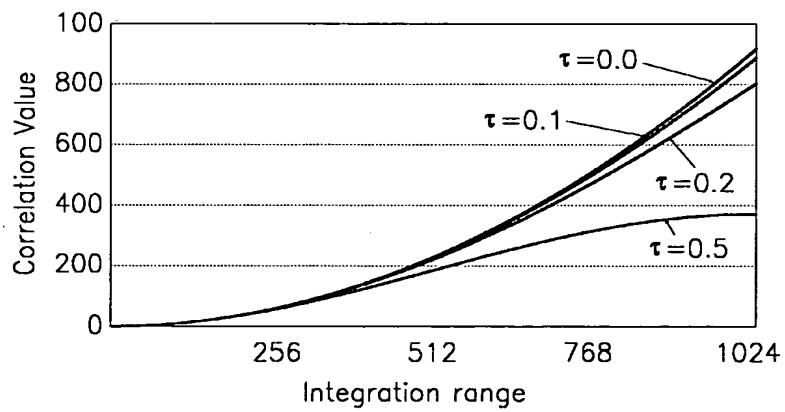
【도 5】



【도 6】

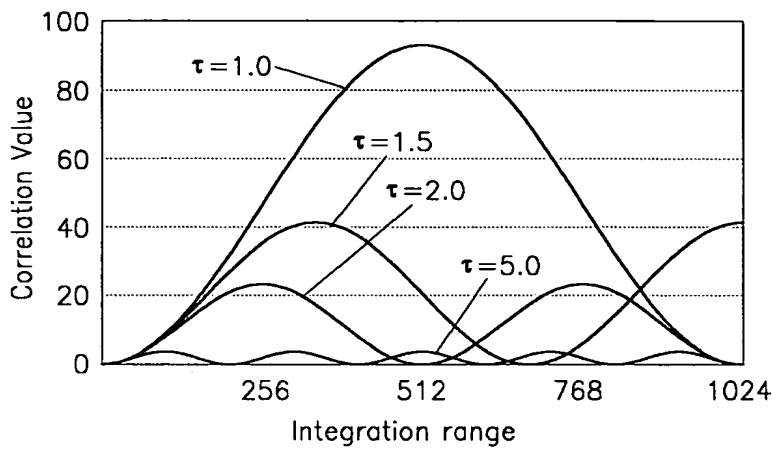


【도 7a】

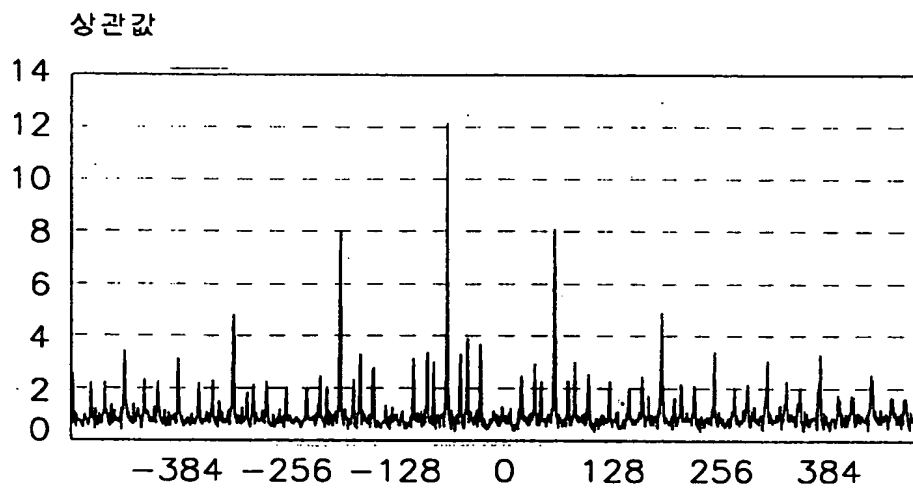




【도 7b】

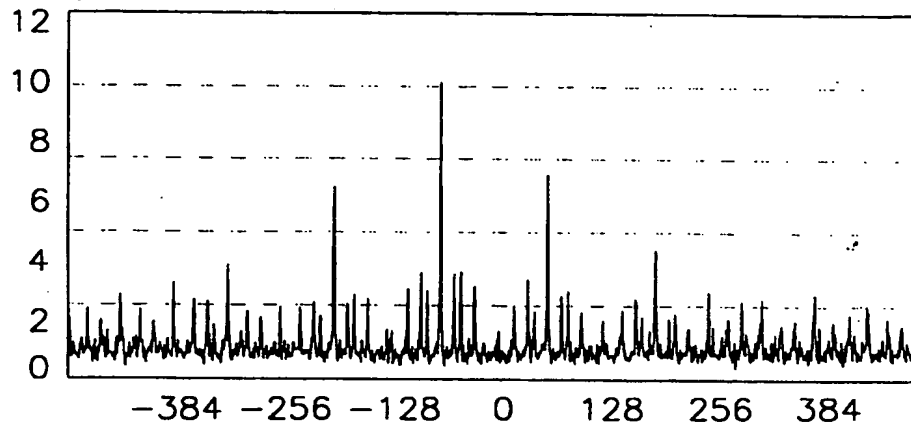


【도 8a】



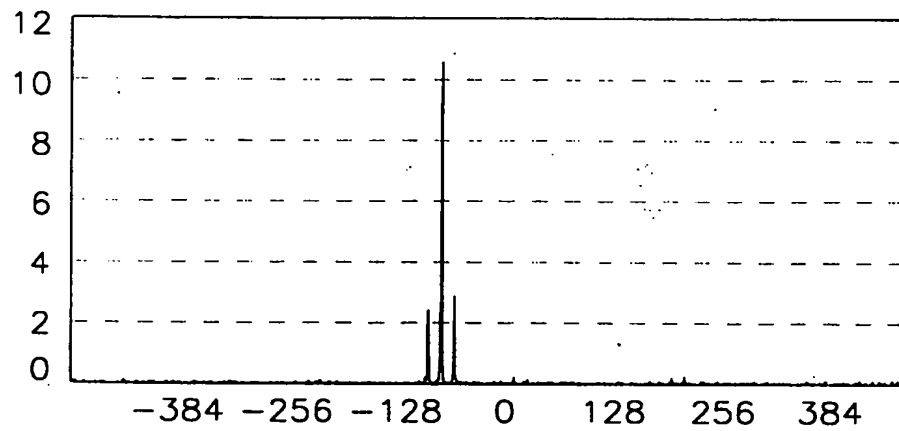
【도 8b】

상관값

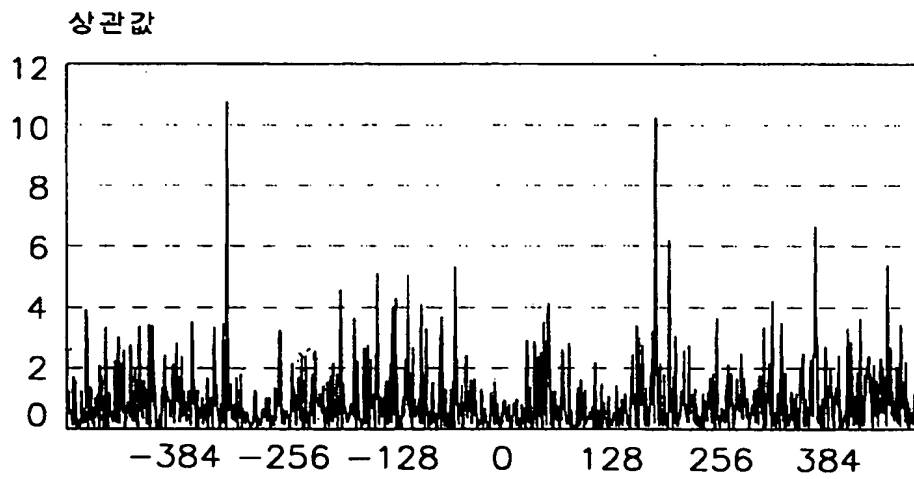


【도 9a】

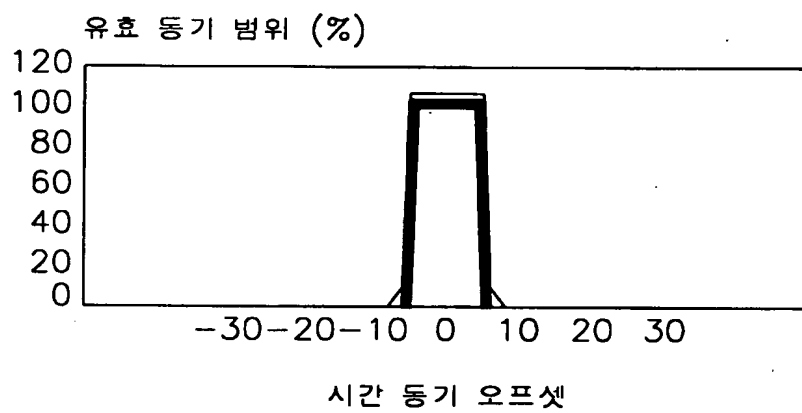
상관값



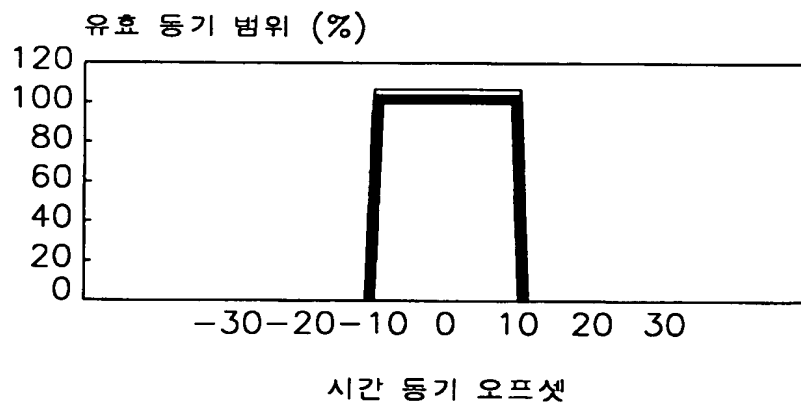
【도 9b】



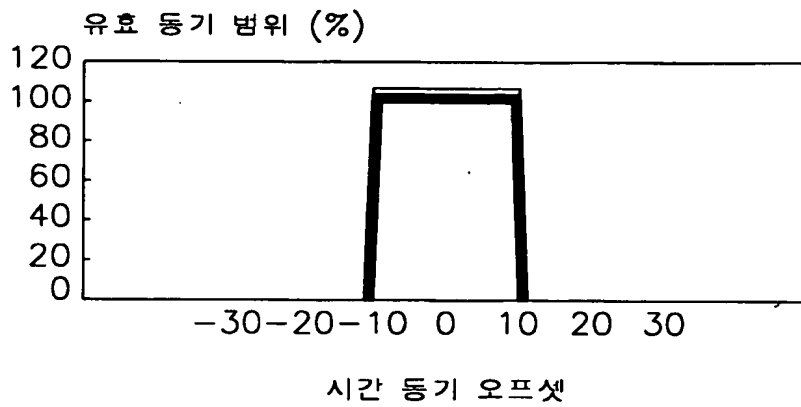
【도 10a】



【도 10b】



【도 10c】



【도 10d】

